

00/088284 #2
FR00/2555-

BREVET D'INVENTION

REC'D 09 NOV 2000

WIPO PCT

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le 26 OCT. 2000

**DOCUMENT DE
PRIORITÉ**
PRÉSENTÉ OU TRANSMIS
CONFORMÉMENT À LA REGLE
17.1.a) OU b)

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

SIEGE
26 bis, rue de Saint Petersburg
75800 PARIS cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04
Télécopie : 01 42 93 59 30
<http://www.inpi.fr>



REQUÊTE EN DÉLIVRANCE

26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 93 59 30

Confirmation d'un dépôt par télécopie ☐

Cet imprimé est à remplir à l'encre noire en lettres capitales

DATE DE REMISE DES PIÈCES **14 SEP. 1999**
N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL **9911689**
DÉPARTEMENT DE DÉPÔT
DATE DE DÉPÔT **14 SEP. 1999** **I. N. P. I. RENNES**

1 NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE
A QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE
Patrice VIDON
Cabinet Patrice VIDON
CENTRE D AFFAIRES LE NOBEL BAT A
2 ALLEE A BECQUEREL BP 90333
35703 RENNES CEDEX 7

2 DEMANDE Nature du titre de propriété industrielle
☒ brevet d'invention ☐ demande divisionnaire
☐ certificat d'utilité ☐ transformation d'une demande de brevet européen
☐ demande initiale

n° du pouvoir permanent références du correspondant **5888** téléphone **02.99.38.23**

Établissement du rapport de recherche ☒ différé ☐ immédiat
Le demandeur, personne physique, requiert le paiement échelonné de la redevance ☐ oui ☐ non

Titre de l'invention (200 caractères maximum)

Procédé d'égalisation dans des récepteurs utilisant une combinaison des techniques d modulations à porteuses multiples et à accès multiple par répartition de codes.

3 DEMANDEUR (S) n° SIREN code APE-NAF
Nom et prénoms (souligner le nom patronymique) ou dénomination

Institut National des Sciences Appliquées de Rennes (INSA)

Forme juridique

Etablissement de droit Public

Nationalité (s) **Française**

Adresse (s) complète (s)

20 avenue des Buttes de Coësmes
35700 RENNES

Pays

FRANCE

4 INVENTEUR (S) Les inventeurs sont les demandeurs ☐ oui ☒ non Si la réponse est non, fournir une désignation séparée

5 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES ☐ requise pour la 1ère fois ☐ requise antérieurement au dépôt ; joindre copie de la décision d'admission

6 DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE

pays d'origine	numéro	date de dépôt	nature de la demande

7 DIVISIONS antérieures à la présente demande n° date n° date

8 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE (nom et qualité du signataire) **P. VIDON (CPI 92-1250)**

SIGNATURE DU PRÉPOSÉ À LA RÉCEPTION

SIGNATURE APRÈS ENREGISTREMENT DE LA DEMANDE



**PROCEDE D'EGALISATION DANS DES RECEPTEURS UTILISANT
UNE COMBINAISON DES TECHNIQUES DE MODULATIONS A
PORTEUSES MULTIPLES ET A ACCES MULTIPLE PAR
REPARTITION DE CODES.**

1. Domaine général de l'invention

Le domaine de l'invention est celui de la transmission, et plus précisément de la réception, de signaux numériques multiporteuses. L'invention concerne essentiellement l'égalisation, ou la détection, dans des récepteurs de signaux reposant sur une combinaison des techniques de modulation à porteuses multiples et à accès multiple par répartition de codes.

Le développement et la mise au point de techniques permettant le transfert de données multimédia à haut débit pour un grand nombre d'utilisateurs simultanés est primordiale pour les générations futures de communications hertziennes. Le but recherché est de développer de nouvelles techniques de transmissions hertziennes permettant de satisfaire toujours mieux aux contraintes d'efficacité spectrale liées à la pénurie du spectre et au nombre croissant d'utilisateurs.

Une approche connue consiste à rechercher une combinaison optimale des techniques de modulations à porteuses multiples à grande efficacité spectrale (de type OFDM) et des techniques d'Accès Multiples par Répartition de Codes (de type AMRC). Ces nouvelles techniques pourront s'appliquer aussi bien aux systèmes de radiocommunications mobiles (de type UMTS et post UMTS) qu'aux systèmes de communications à l'intérieur des bâtiments pour en augmenter la robustesse et la capacité de transmission.

2. Etat de l'art

2.1 Contexte scientifique

Depuis 1993, quelques contributions proposant une combinaison des techniques de modulations à porteuses multiples et à étalement de spectre ont été publiées par quelques équipes internationales [1]. Ainsi, il existe trois familles de

systèmes de transmission connues à ce jour combinant les techniques OFDM et AMRC : l'AMRC multiporteuses ou MC-CDMA (Multi-Carrier CDMA), l'AMRC multipilotes ou MT-CDMA (Multi-Tone CDMA) et l'AMRC multipor-
teuses à séquence directe ou MC-DS-CDMA (Multi-Carrier Direct-Sequence
CDMA). Elles se distinguent par la manière dont elles combinent les fonctions
OFDM et AMRC, par leur technique d'étalement ou d'accès multiples et par leur
répartition fréquentielle.

L'invention proposée s'applique notamment, mais non exclusivement, à la pre-
mière de ces familles, l'AMRC multiporteuses ou MC-CDMA.

2.2 Description d'un système MC-CDMA

Dans le modulateur MC-CDMA représenté sur la figure 1, et connu en lui-
même, le flux de données est tout d'abord étalé dans le domaine fréquentiel en
utilisant un code d'étalement, puis transmis sur les différentes sous-porteuses du
multiplex OFDM. Une fraction de chaque donnée d'origine, correspondant à un
chip du code d'étalement de longueur L_c , est ainsi transmise par chacune des N_p
sous-porteuses.

Ainsi chaque symbole x_j^n affecté à l'utilisateur j (avec $j = 1, \dots, N_u$) et transmis
durant l'intervalle n , est multiplié par son code d'étalement spécifique de type
Walsh-Hadamard $C_j = [c_j^1, c_j^2, \dots, c_j^{L_c}]^T$ de longueur L_c , où $[]^T$ signifie vecteur
transposé. L_c est le facteur d'étalement et est égal au nombre maximal d'utilisa-
teurs transmis simultanément. Le vecteur des symboles transmis durant le $n^{ème}$
symbole OFDM par tous les utilisateurs peut s'écrire $X^n = [x_1^n, x_2^n, \dots, x_p^n, \dots, x_{L_c}^n]^T$
avec $x_j^n = 0$ quand l'utilisateur j n'est pas actif. La matrice des codes C est alors
égale à :

$$C = \begin{bmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \dots & c_{L_c}^1 \\ c_1^2 & c_2^2 & \dots & c_{L_c}^2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ c_1^{L_c} & c_2^{L_c} & \dots & c_{L_c}^{L_c} \end{bmatrix} \quad (1)$$

où le $j^{ème}$ vecteur colonne de C correspond au code d'étalement C_j de l'utilisateur j .

Dans le cas d'une liaison descendante où les différents signaux s'adressant aux différents utilisateurs sont émis de façon synchrone, les codes utilisés sont généralement choisis orthogonaux, ce qui permet d'obtenir en réception une meilleure réjection des interférences entre utilisateurs.

5 Ainsi, avec des codes de Walsh-Hadamard, le nombre maximal d'utilisateurs est égal au nombre de chips par code. Généralement, le nombre L_c de chips du code d'étalement est choisi égal au nombre N_p de sous-porteuses mais des variantes sont possibles pour mieux adapter le signal au canal.

2.3 Les techniques de détection

10 2.3.1 Les techniques "traditionnelles" de détection mono-utilisateurs

Dans un récepteur MC-CDMA, le désétalement est réalisé dans le domaine fréquentiel après l'opération de Transformée de Fourier Directe (figure 1). L'utilisation de codes orthogonaux, tels que les codes de Walsh-Hadamard dans le cas d'un système synchrone, garantit dans un canal parfait l'absence d'interférences d'accès multiple. En revanche, lors d'une transmission dans un canal sélectif en fréquence, l'orthogonalité entre les codes est détruite ce qui crée une interférence entre utilisateurs.

20 Dans l'hypothèse où la durée de l'intervalle de garde est plus longue que l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal, et que celui-ci varie lentement par rapport à la durée du symbole, l'effet du canal sur la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse peut être approximé sur toute la durée symbole par $h_k = \rho_k e^{i\theta_k}$. Dans ce cas, la matrice du canal est diagonale et égale à :

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & h_2 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & h_{N_p} \end{bmatrix} \quad (2)$$

25

$N = [n_1, n_2, \dots, n_{N_p}]^T$ est le vecteur représentant les termes de bruit avec n_k représentant le terme de bruit affectant la sous-porteuse k et de variance donnée par $\sigma_N^2 = E[|n_k|^2]$, $k = 1, \dots, N_p$. Le vecteur reçu est alors :

$$\mathbf{R} = [r_1, r_2, \dots, r_{N_p}]^T = \mathbf{H} \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (3)$$

La matrice \mathbf{G} de dimension $N_p \times N_p$ est la matrice des coefficients d'égalisation.

Les techniques de détection mono-utilisateur consistent à détecter le signal utile sans prendre en compte l'interférence entre utilisateurs. Après l'opération de Transformée de Fourier Directe, le signal reçu est égalisé dans le domaine fréquentiel en multipliant chaque symbole reçu par un coefficient g_k propre à chaque sous-porteuse, dans le but de compenser l'atténuation ρ_k et le déphasage θ_k introduits par le canal à la fréquence considérée.

Les différentes méthodes de détection sont les suivantes (liste non exhaustive) :

- Maximum Ratio Combining (MRC) : la méthode MRC est optimale vis à vis du taux d'erreurs dans le cas où un seul utilisateur est actif. Elle consiste à multiplier chaque symbole par la réponse complexe conjuguée du canal :

$$g_k = h_k^* \quad (4)$$

- Equal Gain Combining (EGC) : la technique de détection EGC corrige uniquement la distorsion de phase du canal :

$$g_k = h_k^* / |h_k| \quad (5)$$

- Orthogonality Restoring Combining (ORC) ou Zero Forcing (ZF) : la technique ORC permet d'éliminer intégralement l'interférence entre utilisateurs en restituant l'orthogonalité entre les différents codes d'étalement. Dans ce cas, les coefficients sont égaux à :

$$g_k = 1/h_k \quad (6)$$

Cependant, le principal inconvénient de cette méthode est que, pour les faibles amplitudes de h_k , la multiplication par une fonction inverse du canal se traduit par une forte amplification du bruit, ce qui dégrade rapidement le taux d'erreurs.

- Controlled equalization (CE) ou Threshold ORC (TORC) : la technique CE consiste à multiplier le signal reçu par la fonction inverse du canal uniquement lorsque le module $|H_k|$ de la réponse fréquentielle du canal pour la porteuse considérée dépasse un certain seuil. Une amélioration de ce procédé peut être obtenue en appliquant l'EGC pour les porteuses ayant été fortement atténuées, ce qui permet de compenser la distorsion de phase du canal pour les sous-porteuses considérées.

2.3.2 La technique classique de détection selon le critère du minimum de l'Erreur Quadratique Moyenne (Minimum Mean Square Error ou MMSE)

L'égalisation classiquement proposée en MC-CDMA selon le critère MMSE a pour but de minimiser indépendamment sur chaque porteuse k la valeur quadratique moyenne de l'erreur ε_k entre le signal transmis s_k et son estimation $\hat{s}_k = g_k \cdot r_k$ générée en sortie de l'égaliseur :

$$J = E\{|\varepsilon_k|^2\} = E\{|s_k - g_k r_k|^2\} \quad (7)$$

Lorsque le nombre d'utilisateurs est égal à la longueur L_c du code, il en résulte que les coefficients de l'égaliseur selon le critère de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne sont égaux à [2] :

$$g_k = \frac{h_k^*}{|h_k|^2 + 1/\gamma_k} \quad (8)$$

où γ_k est le rapport signal à bruit pour la sous-porteuse k .

Lorsque le nombre d'utilisateurs N_u est inférieur à la longueur L_c du code, les coefficients de l'égaliseur selon le critère de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne sont égaux à [2] :

$$g_k = \frac{h_k^*}{|h_k|^2 + \frac{N_p}{N_u} \cdot \frac{1}{\gamma_x}} \quad (9)$$

où γ_x est le rapport signal à bruit du symbole transmis x .

Pour les faibles valeurs de $|h_k|$, le coefficient d'égalisation est faible, ce qui évite une amplification excessive du bruit. En revanche, pour les fortes valeurs de $|h_k|$, le facteur de correction est proportionnel à l'inverse $1/|h_k|$ de la réponse du canal, dans le but de restituer complètement l'orthogonalité entre les utilisateurs.

De la même façon que dans le cas des autres techniques de détection, la fonction d'égalisation est donc effectuée sur chaque sous-porteuse indépendamment en multipliant dans le domaine fréquentiel chacun des N_p symboles générés en sortie de la FFT par un seul coefficient g_k propre à chaque sous-porteuse.

3. Objectifs de l'invention

L'invention a notamment pour objectif de proposer une nouvelle technique d'égalisation, ou de détection, qui soit plus efficace que les techniques connues présentées ci-dessus, en particulier lorsque le système ne fonctionne pas à pleine charge.

4. Présentation de l'invention

Cet objectif, ainsi que d'autres qui apparaîtront plus clairement par la suite, sont atteints à l'aide d'un procédé de réception d'un signal mettant en œuvre une modulation à porteuses multiples et à accès multiple par répartition de codes, du type comprenant une étape de démodulation par application d'une transformation mathématique du domaine temporel vers le domaine fréquentiel, une étape d'égalisation (ou de détection) du signal transformé et une étape de désétalement du signal égalisé.

Selon l'invention, ladite étape d'égalisation tient compte, pour chacune des composantes dudit signal transformé, des perturbations affectant la porteuse portant ladite composante et au moins une autre desdites porteuses.

Ainsi, l'égalisation est effectuée selon une approche tout à fait différente des techniques connues, qui reposent simplement sur l'application d'un unique coefficient multiplicateur sur chaque composante. Selon l'invention, on tient compte de l'ensemble des perturbations du canal de transmission, ou à tout le moins des perturbations dues à certaines des porteuses (classiquement les voisines de celle considérée).

On vérifie que cette technique permet d'obtenir de meilleurs résultats, notamment lorsque le système ne fonctionne pas à pleine charge.

De façon avantageuse, ladite étape d'égalisation met en œuvre une matrice d'égalisation portant des coefficients d'égalisation représentatifs du canal de transmission, au moins certains des coefficients autres que les coefficients de la diagonale de la matrice étant parfois non nuls.

Il est ainsi aisé de mettre en œuvre la technique de l'invention, dans les récepteurs.

Avantageusement, les coefficients ladite matrice de pondération sont déterminés selon la technique de filtrage de Wiener.

Lorsque le procédé de réception met en œuvre une technique de détection multiutilisateur, selon laquelle les différents codes d'étalement des multiples utilisateurs sont connus du récepteur, la même technique d'égalisation est avantageusement également utilisée dans une étape d'annulation de l'interférence due aux autres canaux que celui traité.

Dans ce cas, ladite étape d'annulation peut être itérative, et comprendre au moins deux étages d'égalisation successifs.

L'invention concerne également le procédé d'égalisation mis en œuvre dans le procédé de réception décrit ci-dessus, ainsi que les dispositifs de réception mettant en œuvre ces procédés.

5. Liste des figures

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront plus clairement à la lecture de la description suivante d'un mode de réalisation préférentiel de l'invention, donné à titre de simple exemple illustratif et non limitatif, et des dessins annexés, parmi lesquels :

- la figure 1 présente un synoptique général d'une chaîne de transmission et de réception MC-CDMA, de type connu ;
- la figure 2 illustre un synoptique général d'une chaîne de transmission et de réception MC-CDMA selon l'invention ;
- la figure 3 est une comparaison des performances de différentes techniques

de détection.

6. Description d'un mode de réalisation préférentiel

6.1 La nouvelle technique de détection proposée (le MMSE matriciel)

Cette nouvelle technique de détection a donc pour but de minimiser l'erreur quadratique moyenne globalement sur l'ensemble du signal reçu. Si on appelle $W_j = [w_j^0, w_j^1, \dots, w_j^{N_p}]$ le vecteur de pondération optimal, le symbole restitué au j^{me} utilisateur peut s'écrire :

$$\hat{x}_j = W_j^T \cdot R = C_j^T \cdot G \cdot R \quad (10)$$

Selon le filtrage de Wiener, le vecteur de pondération optimal est égal à :

$$W_j = \Gamma_{R,R}^{-1} \cdot \Gamma_{R,x_j} \quad (11)$$

où $\Gamma_{R,R}$ est la matrice d'autocorrélation du vecteur R reçu et Γ_{R,x_j} est le vecteur d'intercorrélation entre le symbole, x_j et le vecteur du signal reçu, R . Ces quantités sont égales à :

$$\begin{aligned} \tilde{A}_{R,R} &= E\{R^* \cdot R^T\} = H^* \cdot C \cdot E\{X^* \cdot X^T\} \cdot C^T \cdot H + E\{N^* \cdot N^T\} \\ \tilde{A}_{R,x_j} &= E\{R^* \cdot x_j\} = H^* \cdot C \cdot E\{X^* \cdot x_j\} \end{aligned} \quad (12)$$

où ()^{*} signifie complexe conjugué. Le vecteur de pondération optimal est alors égal à :

$$W_j^T = E\{x_j \cdot X^{*T}\} \cdot C^T \cdot H^* \cdot (H \cdot C \cdot E\{X \cdot X^{*T}\} \cdot C^T \cdot H^* + E\{N \cdot N^{*T}\})^{-1} \quad (13)$$

Si les différents bruits affectant les sous-porteuses ont la même variance et sont indépendants, alors $E\{N \cdot N^{*T}\} = \sigma_N^2 \cdot I$ où I est la matrice identité. Si les différents signaux des utilisateurs ont la même puissance ($E\{x_j^2\} = E_s$) et sont indépendants, on peut écrire que $E\{X \cdot X^{*T}\} = E_s \cdot A$, où $A = \{a_{ij}\}$ est une matrice diagonale avec $a_{jj} = 1$ si l'utilisateur j est actif et $a_{jj} = 0$ si l'utilisateur j est inactif. La matrice des coefficients d'égalisation est alors égale à :

$$G = H^* \left(H.C.A.C^T.H^* + \frac{\sigma_N^2}{E_s}.I \right)^{-1} \quad (14)$$

Bien sûr, les conditions citées dans le paragraphe précédent sur la variance et l'indépendance des bruits affectant les différentes sous-porteuses d'une part et sur la puissance des signaux ne sont absolument pas nécessaires pour valider l'approche.

Dans le cas de la pleine charge ($N_u = L_c$), la quantité $C.A.C^T$ est égale à la matrice identité et la matrice G des coefficients d'égalisation est alors une matrice diagonale avec le coefficient d'égalisation de la k^{me} sous-porteuse égal à l'expression (8) donnée dans le paragraphe précédent.

En revanche, dans tous les cas où $N_u < L_c$, avec $N_u \neq 1$, la quantité $C.A.C^T$ n'est pas une matrice identité et la matrice G des coefficients d'égalisation n'est pas une matrice diagonale. Le récepteur proposé est alors conforme au schéma de la figure 2.

La matrice G est une matrice de dimension $N_p \times N_p$. La méthode proposée consiste donc non pas à multiplier chaque symbole généré en sortie de la FFT par un coefficient propre à chaque sous-porteuse, mais à traiter le vecteur signal R dans sa globalité conformément au calcul précédent en le multipliant par la matrice G .

6.2 Application aux techniques de détection multiutilisateurs

Ces techniques de détection s'appuient sur l'hypothèse importante que les différents codes d'étalement des multiples utilisateurs sont connus du récepteur. Il existe principalement deux grandes catégories de détecteurs : les détecteurs à maximum de vraisemblance (Maximum Likelihood Detectors MLD) et les détecteurs à annulation d'interférences.

Les détecteurs à annulation d'interférence de type parallèle ou série cherchent à estimer l'interférence due aux autres signaux afin de retrancher cette interférence multi-utilisateur du signal reçu. Ce procédé peut être mis en œuvre de façon itérative, à l'aide de plusieurs étages de détection successifs. Différentes techniques de détection peuvent ainsi être combinées dans les différents étages. Le nouveau

procédé proposé pour la mise en œuvre de l'algorithme de détection MMSE peut être choisi à chaque étage d'un détecteur multi-utilisateur à annulation d'interférences. Dans ce cas, la matrice A de l'équation (14) doit être optimisée de façon spécifique à chaque étage.

5 6.3 Exemple de résultats

Les résultats présentés sont obtenus avec des processus de Rayleigh indépendants et de même puissance sur chaque sous-porteuse, le canal étant considéré non sélectif en fréquence sur chacune de ces sous-porteuses. Le bruit blanc additif gaussien est aussi généré par des processus de même puissance et indépendants pour chaque sous-porteuse. Les codes utilisés sont de Walsh-Hadamard et le codage binaire à signal est celui d'une MDP4.

La figure 3 présente les performances de différentes techniques de détection mono-utilisateurs avec $L_c = N_p = 64$ en prenant en compte l'efficacité spectrale en fonction du rapport E_b/N_0 nécessaire pour obtenir un TEB = 10^{-3} . L'efficacité spectrale maximum est égale à 2 bit/s/Hz, correspondant à un système à pleine charge ($N_u = L_c = N_p$), car les pertes dues à l'intervalle de garde, la synchronisation et l'estimation de canal (porteuses pilotes par exemple) ne sont pas prises en compte.

La courbe (b) donne les performances du système MMSE traditionnel avec les coefficients d'égalisation optimisés indépendamment sur chaque sous-porteuse conformément à l'expression (9) à raison d'un coefficient par sous-porteuse. La courbe (a) correspond aux performances du nouveau système MMSE utilisant l'approche matricielle avec les coefficients de la matrice d'égalisation donnés par l'expression (14). A pleine charge ($N_u = 64$), les performances des deux systèmes MMSE sont identiques. En revanche, lorsque le système n'est pas à pleine charge ($N_u < 64$), le nouveau système MMSE matriciel offre un gain d'environ 2 dB pour $N_u = 32$ et 16, ce qui correspond à une efficacité spectrale respectivement égale à 1 et 0.5 bit/s/Hz.

Références :

30 [1] S. Hara, R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA", IEEE Communications

Magazine, December 1997, pp 126-133.

- [2] S. Kaiser, "Analytical performance evaluation of OFDM-CDMA mobile radio systems", Proceedings First European Personal and Mobile Communications Conference (EPMCC'95), Bologna, Italy, November 1995, p 215-220.

REVENDICATIONS

1. Procédé de réception d'un signal mettant en œuvre une modulation à porteuses multiples et à accès multiple par répartition de codes, du type comprenant une étape de démodulation par application d'une transformation mathématique du domaine temporel vers le domaine fréquentiel, une étape d'égalisation du signal transformé et une étape de désétalement du signal égalisé, caractérisé en ce que ladite étape d'égalisation tient compte, pour chacune des composantes dudit signal transformé, des perturbations affectant la porteuse portant ladite composante et au moins une autre desdites porteuses.
2. Procédé de réception selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite étape d'égalisation met en œuvre une matrice d'égalisation portant des coefficients d'égalisation représentatifs du canal de transmission, au moins certains des coefficients autres que les coefficients de la diagonale de la matrice étant parfois non nuls.
3. Procédé de réception selon la revendication 2, caractérisé en ce que les coefficients ladite matrice de pondération sont déterminés selon la technique de filtrage de Wiener.
4. Procédé de réception selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, du type mettant en œuvre une technique de détection multiutilisateur, selon laquelle les différents codes d'étalement des multiples utilisateurs sont connus du récepteur, caractérisé en ce que la même technique d'égalisation est également utilisée dans une étape d'annulation de l'interférence due aux autres canaux que celui traité.
5. Procédé selon la revendication 4, caractérisé en ce que ladite étape d'annulation est itérative, et comprend au moins deux étages d'égalisation successifs.
6. Procédé d'égalisation mis en œuvre dans le procédé de réception selon l'une quelconque des revendications 1 à 5.
7. Dispositif de réception mettant en œuvre le procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 6.

1 / 1

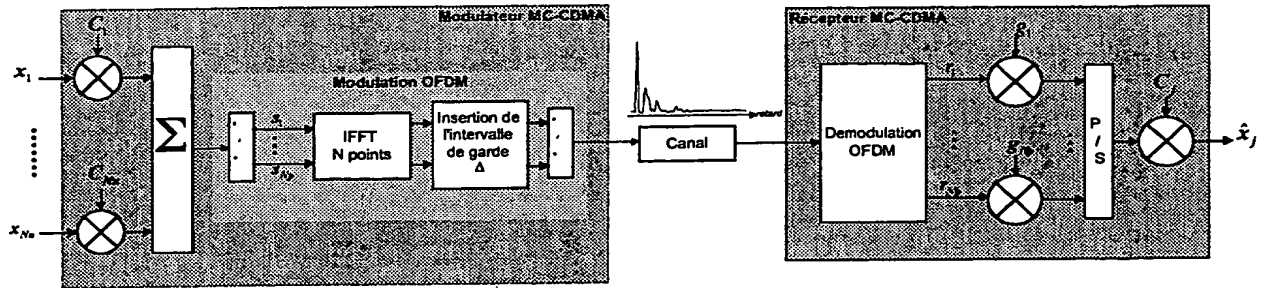


Fig. 1

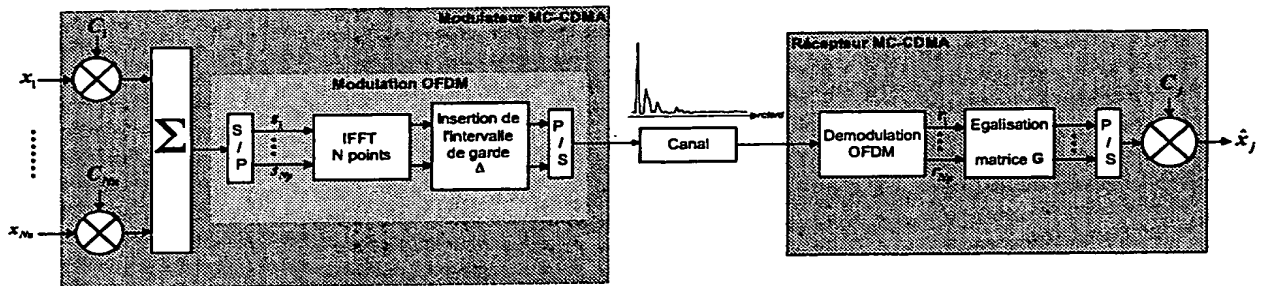


Fig. 2

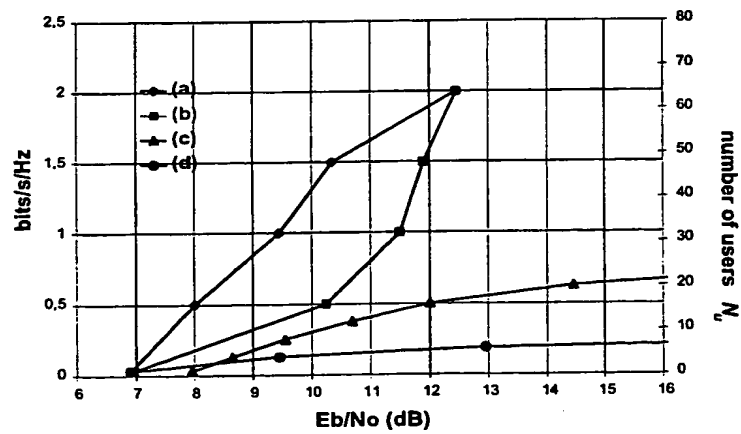


Fig. 3



1

